

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

PCT/EP

00/03444

10/030009

REC'D 21 JUN 2000

WIPO

PCT

ESU



EP00/03444

Bescheinigung

Die Vacuumschmelze GmbH in Hanau/Deutschland und die Semikron Elektronik GmbH in Nürnberg/Deutschland haben eine Patentanmeldung unter der Bezeichnung

"Stromsensor nach dem Kompensationsprinzip"

am 29. April 1999 beim Deutschen Patent- und Markenamt eingereicht.

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

Die Anmeldung hat im Deutschen Patent- und Markenamt vorläufig das Symbol G 01 R 15/18 der Internationalen Patentklassifikation erhalten.

München, den 22. Mai 2000

Deutsches Patent- und Markenamt

Der Präsident

Im Auftrag

Ebert

Aktenzeichen: 199 19 602.8

**PRIORITY
DOCUMENT**

SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

A 9161

06.90

11/98

(1) 0000-4.1

Beschreibung

Stromsensor nach dem Kompensationsprinzip

- 5 Die Erfindung betrifft einen Stromsensor nach dem Kompensationsprinzip mit einer vom zu messendem Strom durchflossenen Primärwicklung, die ein Magnetfeld erzeugt, das durch einen in einer Sekundärwicklung fließenden Kompensationsstrom kompensierbar ist, und mit vom Magnetfeld beeinflussten Sensormitteln, denen eine Treiberschaltung nachgeschaltet ist, die
- 10 die in Reihe mit einem Abschlußwiderstand geschaltete Sekundärwicklung mit einem pulsbreitenmodulierten Kompensationssignal beaufschlagt.
- 15 Ein derartiger Stromsensor ist aus der DE-A-197 05 767 bekannt. Der bekannte Stromsensor weist einen Komparator auf, der an einem Komparatoreingang mit dem vom Sensormittel gelieferten Meßsignal und an einem anderen Komparatoreingang mit einer von einem Spannungsgenerator erzeugten Sägezahnspannung beaufschlagt ist. Der Komparator steuert zwei Gegen-
- 20 taktendstufen an, zwischen denen in Brückenschaltung der Abschlußwiderstand sowie die Sekundärwicklung geschaltet sind.

- Ein Nachteil des bekannten Stromsensors ist, daß aufgrund des
- 25 Frequenzgangs der Treiberschaltung nur Primärströme bis zu einer bestimmten oberen Grenzfrequenz erfaßbar sind. Denn bei Frequenzen des Primärstroms oberhalb der Grenzfrequenz kann der Stromsensor den Änderungen des Primärstroms nicht länger folgen, so daß über den Abschlußwiderstand keine Spannung ab-
- 30 fällt, obwohl ein Primärstrom durch die Primärwicklung fließt.

- Ausgehend von diesem Stand der Technik liegt der Erfindung die Aufgabe zugrunde, einen Stromsensor zu schaffen, der auch
- 35 bei hohen Primärstromfrequenzen einsetzbar ist.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß dadurch gelöst, daß das pulsbreitmodulierte Kompensationssignal Taktfrequenzen oberhalb einer Wandlergrenzfrequenz aufweist, wobei der Frequenzgang der Treiberschaltung bei vorhandenen zu messenden Strom
5 einen messbaren Spannungsabfall über den Abschlußwiderstand gewährleistet.

Die Erfindung nutzt somit die Tatsache aus, daß der Stromsensor bei hohen Primärstromfrequenzen als Stromwandler arbeitet. Denn bei hohen Primärstromfrequenzen wird das anregende Magnetfeld zunehmend durch die aufgrund der induzierten Gegenspannung in der Sekundärwicklung fließenden Sekundärströme kompensiert. Die aufgrund des Wandlerverhaltens durch die Sekundärwicklung fließenden Sekundärströme haben ebenfalls ei-
10 nen Spannungsabfall am Abschlußwiderstand zur Folge. Die am Abschlußwiderstand aufgrund des Wandlerverhaltens auftretende Spannung macht sich dabei umso stärker bemerkbar je höher die Frequenz des Primärstroms ist, um oberhalb einer Wandlergrenzfrequenz sich einem oberen Grenzwert anzunähern. Damit
15 nun der Stromsensor gemäß der Erfindung unabhängig von der Primärstromfrequenz einsetzbar ist, ist dafür zu sorgen, daß auch im Frequenzbereich zwischen Wandlerverhalten und Sensorverhalten keine Lücke entsteht, in der die Spannung am Abschlußwiderstand wesentlich abfällt. Dies wird insbesondere
20 dadurch erreicht, daß die Taktfrequenzen des pulsbreitenmodulierten Kompensationssignals oberhalb der Wandlergrenzfrequenz liegen und daß der Frequenzgang der Treiberschaltung, insbesondere deren obere Grenzfrequenz, auch im Frequenzbereich zwischen Sensorverhalten und Wandlerverhalten einen
25 meßbaren Spannungsabfall über dem Abschlußwiderstand gewährleistet. Beide Maßnahmen zusammen stellen sicher, daß auch in einem Übergangsbereich zwischen Sensorverhalten und Wandlerverhalten ein meßbarer Spannungsabfall über dem Abschlußwiderstand auftritt.

35

Weitere vorteilhafte Ausgestaltungen und Ausführungsbeispiele sind Gegenstand der abhängigen Ansprüche.

Nachfolgend werden Ausführungsbeispiele der Erfindung im einzelnen anhand der beigefügten Zeichnung erläutert. Es zeigen:

- 5 Figur 1 die Schaltung eines Stromsensors mit zwei Gegentak-
 tendstufen zwischen denen ein Abschlußwiderstand
 und die Sekundärwicklung in Reihe mit Tiefpaßfil-
 tern in Brückenschaltung angeordnet sind;
- 10 Figur 2 ein Diagramm, das den Frequenzgang der über den Ab-
 schlußwiderstand abfallenden Spannung in Abhängig-
 keit von der Primärstromfrequenz zeigt;
- 15 Figur 3 ein Ersatzschaltbild für die Brückenschaltung aus
 Figur 1;
- 20 Figur 4 ein Diagramm, das den Frequenzgang der Spannungsam-
 plitude und der Phase bei dem Ersatzschaltbild aus
 Figur 3 darstellt;
- 25 Figur 5 eine Schaltung eines Stromsensors, bei dem die
 durch die Tiefpaßfilter hervorgerufene Reso-
 nanzüberhöhung durch ein RC-Glied gedämpft ist;
- 30 Figur 6 ein Diagramm, das den Frequenzgang und die Amplitu-
 de der Brückenschaltung aus Figur 5 darstellt;
- 35 Figur 7 eine schematische Darstellung, die die unterschied-
 liche Kopplung zwischen Primärwicklung und Sekun-
 därspulen veranschaulicht; und
- Figur 8 ein weiterer Stromsensor, bei dem Spannungsüberhö-
 hungen zwischen den Sekundärspulen durch Begren-
 zungsmittel begrenzt sind.
- Figur 1 zeigt einen Stromsensor 1 mit einer vom zu messenden
Primärstrom I_1 durchflossenen Primärwicklung 2, die über ei-

nen Magnetkern 3 an zwei die Sekundärwicklung 4 bildende Sekundärspulen 5 und 6 gekoppelt sind. Die magnetische Kopplung zwischen der Primärwicklung 2 und den Sekundärspulen 5 und 6 ist jeweils durch die gestrichelten Pfeile M1 und M2 veranschaulicht. Der magnetische Fluß im Magnetkern 3 wird von einem Magnetfeldsensor 7 erfaßt, der einen Signalgenerator 8 zum Erzeugen von pulsweitenmodulierten Treibersignalen Q und \bar{Q} beaufschlagt. Die Treibersignale Q und \bar{Q} werden Endstufenschaltungen 9 und 10 zugeführt, die jeweils zwei Gegentaktendstufen 11 und 12 bildende Transistoren 13 ansteuern. Durch die Umsetzung des Meßsignals des Magnetfeldsensors 7 in die pulsbreitenmodulierten Kompensationssignale, werden die Verluste in den Gegentaktendstufen 11 und 12 minimiert. Die Leistungstransistoren 13 sind jeweils von Freilaufdioden 14 überbrückt und unmittelbar an Versorgungsleitungen 15 und 16 angeschlossen. In Brückenschaltung zwischen den Gegentaktendstufen 11 und 12 sind jeweils Tiefpaßfilter 17 und 18, ein Abschlußwiderstand 19, sowie die Sekundärspulen 5 und 6 angeordnet. Die Tiefpaßfilter 17 und 18 umfassen jeweils Spulen 20 und 21 mit nachgeschaltetem, mit Masse verbundenen Kondensatoren 22 und 23.

Die Funktion des Stromsensors 1 wird nunmehr anhand Figur 2 erläutert.

Figur 2 stellt den Frequenzgang verschiedener am Abschlußwiderstand 19 abfallender Spannungskomponenten in Abhängigkeit von der Frequenz des Primärstroms I_p dar. Eine Wandlerkennlinie 24 stellt die Frequenzabhängigkeit derjenigen Spannungskomponente dar, die aufgrund des Wandlerverhaltens des Stromsensors 1 am Abschlußwiderstand 19 abfällt. Da mit zunehmender Frequenz des Primärstroms I_p das erregende Magnetfeld durch den aufgrund der induzierten Gegenspannung in den Sekundärspulen 5 und 6 fließenden Sekundärstrom immer stärker kompensiert wird, fällt am Abschlußwiderstand 19 eine mit zunehmender Frequenz steigende Spannung ab. Wegen der mit größer werdenden Frequenz zunehmenden Kompensation des magneti-

schen Flusses durch den Strom in den Sekundärspulen 5 und 6 erreicht die durch das Wandlerverhalten hervorgerufene Spannungskomponente schließlich oberhalb einer Wandlergrenzfrequenz 25 eine Maximalspannung 26.

5

Die Sensorkennlinie 27 in Figur 2 veranschaulicht die Frequenzabhängigkeit derjenigen am Abschlußwiderstand 19 abfallenden Spannungskomponente, die durch das Sensorverhalten des Stromsensors 1 hervorgerufen wird. Bis zu einer Sensorgrenzfrequenz 28 ist diese Spannungskomponente im wesentlichen konstant, um dann oberhalb der Sensorgrenzfrequenz 28 bedingt durch den Frequenzgang der vom Signalgenerator 8, den Endstufenschaltungen 9 und 10 sowie den Gegentaktendstufen 11 und 12 gebildeten Treiberschaltung abzufallen. Damit bei jeder Frequenz des Primärstrom I_p am Abschlußwiderstand 19 eine Spannung abfällt, ist es notwendig, das Auftreten einer Lücke im Übergangsbereich zwischen Wandlerverhalten und Sensorverhalten zu vermeiden. Deshalb sollen Taktfrequenzen 29 der pulsbreitenmodulierten Kompensationssignale Q und \bar{Q} möglichst oberhalb der Wandlergrenzfrequenz 25 liegen. Ein möglicher Bereich der Taktfrequenzen 29 ist in Figur 2 durch einen Pfeil 30 veranschaulicht. Auch die Sensorgrenzfrequenz 28 liegt vorzugsweise oberhalb der Wandlergrenzfrequenz 25. Wenn jedoch ein Einbruch der am Abschlußwiderstand 19 abfallenden Meßspannung in Kauf genommen wird, kann die Sensorgrenzfrequenz 28 auch unterhalb der Wandlergrenzfrequenz 25 liegen. Es ist jedoch darauf zu achten, daß die Sensorgrenzfrequenz 28 nicht so niedrig ist, daß die Meßspannung am Abschlußwiderstand 19 derart stark einbricht, daß zwischen Wandlerverhalten und Sensorverhalten eine Lücke im Frequenzgang der Meßspannung entsteht.

Üblicherweise wird die am Abschlußwiderstand 19 abfallende Meßspannung mit Hilfe eines an den beiden Enden des Abschlußwiderstands 19 angeschlossenen Differenzverstärkers gemessen. Wenn nun der Frequenzgang der Treiberschaltung, die von dem Signalgenerator 8, den Endstufenschaltungen 9 und 10 sowie

den Gegentaktendstufen 11 und 12 gebildet ist, eine Sensor-
grenzfrequenz 28 aufweist, die über den Taktfrequenzen 29
liegt, und wenn die Tiefpaßfilter 17 und 18 nicht vorhanden
sind, liegt an den Eingängen des Differenzverstärkers über
5 dem Abschlußwiderstand 19 eine Gleichtaktspannung mit einem
Spannungshub gleich der Spannungsdifferenz der Versorgungs-
spannungen und einer Frequenz gleich der Taktfrequenz 29 an.
Typischerweise würde dann der Differenzverstärker über dem
Abschlußwiderstand 19 mit einer Gleichtaktspannung von ± 15
10 Volt bei einer Frequenz von 400 kHz belastet. Die Gleichtak-
tunterdrückung üblicher Operationsverstärker ist mit einer
derartigen Gleichtaktbelastung überfordert.

Es ist deshalb zweckmäßig, die Sensorgrenzfrequenz 28 auf
15 Werte unterhalb der Taktfrequenz 29 zu legen. Somit ergibt
sich der in Figur 2 durch einen Pfeil 31 angedeutete bevor-
zugte Bereich für die Sensorgrenzfrequenz 28.

Die Sensorgrenzfrequenz 28 läßt sich beispielsweise durch die
20 in Figur 1 dargestellten Tiefpaßfilter 17 und 18 wirksam zu
kleinen Werten hin verschieben. Dies wird in der Schaltung
nach Figur 1 durch die Tiefpaßfilter 17 und 18 mit den Spulen
20 und 21 sowie den Kondensatoren 22 und 23 bewerkstelligt.
Typische Werte für die Induktivitäten der Spulen 20 und 21
25 und für die Kapazitäten der Kondensatoren 22 und 23 sind 68
bis 100 μH und 100 nF. Ein Nachteil der Schaltung aus Figur 1
ist, daß die verwendeten Tiefpaßfilter 17 und 18 eine ausge-
prägte Phasenverschiebung aufweisen. Dadurch kann eine nicht
erwünschte Mitkoppelung über den Kreis Magnetfeldsensor 7,
30 Signalgenerator 8, Endstufenschaltung 9 und 10, Gegentaktend-
stufe 11 und 12, Sekundärwicklung 4, Magnetfeldsensor 7 ent-
stehen, weshalb die Schaltung frei mit einer Frequenz, die
der Resonanzfrequenz der Tiefpaßfilter 17 und 18 entspricht,
schwingen kann.

35

Dieser Sachverhalt wird nun näher anhand der Figuren 3 und 4
erläutert.

Figur 3 zeigt ein Ersatzschaltbild für die aus den Tiefpaßfiltern 17 und 18, dem Abschlußwiderstand 19 und der Sekundärwicklung 4 gebildete Brückenschaltung. Dabei ist die Spule 20 des Tiefpaßfilters 17 durch eine Filterinduktivität 32, eine Filterkapazität 33 und einen Filterwiderstand 34 dargestellt. Entsprechend ist die Sekundärwicklung 4 durch eine Wicklungsinduktivität 35, eine Wicklungskapazität 36 und einen Wicklungswiderstand 37 dargestellt. In Figur 3 gestrichelt eingezeichnet ist ferner ein von einem Widerstand 38 und einer Kapazität 39 gebildetes RC-Glied 40, auf das nachfolgend näher eingegangen wird.

In Figur 4 ist die Phase 41 und die Spannungsamplitude 42 der Meßspannung U_{ab} über dem Abschlußwiderstand 19 in Abhängigkeit von der Frequenz aufgetragen. Der erste Phasensprung um $+180^\circ$ wird durch die Wicklungskapazität 36 zusammen mit der Wicklungsinduktivität 35 erzeugt und ist von untergeordneter Bedeutung. Der zweite Phasensprung um -180° wird durch das Tiefpaßfilter 17 bewirkt und erzeugt auf der Resonanzfrequenz eine Amplitudenüberhöhung, auf der der Stromsensor 1 schwingen kann.

Für die Simulation wurden folgende Werte verwendet:

Die Filterinduktivität 32, die Filterkapazität 33 und der Filterwiderstand 34 wurden jeweils auf die Werte 220 μH , 10 pF und 0,5 Ohm gesetzt. Für die Wicklungsinduktivität 35, die Wicklungskapazität 36 und den Wicklungswiderstand 37 wurden schließlich die Werte 1 H, 50 pF und 40 Ohm gewählt.

In Figur 5 ist die Resonanzüberhöhung beim zweiten Phasensprung durch das in Figur 3 gestrichelt eingezeichnete RC-Glied 40 gedämpft worden. Typische Werte für den Widerstand 38 und die Kapazität 39 sind 65 Ω und 200 nF. Wie aus Figur 6 hervorgeht, wird durch das zusätzliche RC-Glied 40 die Güte der Resonanz verringert und damit die Amplitudenüberhöhung

beim zweiten Phasensprung reduziert, so daß die 0 dB-Linie nicht mehr erreicht wird. Demzufolge treten in diesem Fall keine Schwingungen mehr auf.

- 5 Bei einem abgewandelten, nicht dargestellten Ausführungsbeispiel wird die Reduzierung der Resonanzüberhöhung durch einen zum Tiefpaßfilter 17 und 18 parallel geschalteten Widerstand bewirkt. Dieser parallel geschaltete Widerstand kann ebenfalls den Stromsensor 1 stabilisieren. Aber dafür würden die
10 Filtereigenschaften der Tiefpaßfilter 17 und 18 verschlechtert werden.

- Ein weiteres Problem im Zusammenhang mit hohen Frequenzen des Primärstroms I_p ist die Möglichkeit schneller Transienten des
15 Primärstroms I_p . Dies ist insbesondere dann von Bedeutung, wenn die Sekundärwicklung 4 in beispielsweise die beiden Sekundärspulen 5 und 6 aufgeteilt ist. Üblicherweise ist die magnetische Kopplung zwischen der Primärwicklung 2 und den Sekundärspulen 5 und 6 aufgrund des mechanischen Aufbaus des
20 Stromsensors 1 und der Anordnung der Primärwicklung 2 bezüglich der Sekundärspulen 5 und 6 unterschiedlich. In Figur 7 ist ein derartiger Fall dargestellt. In diesem Fall ist die Primärwicklung 2 ein drahtförmiger Leiter 43, der im Bogen durch die innere Öffnung des ringförmigen Magnetkerns 3 geführt ist. In dem in Figur 7 dargestellten Fall koppelt der drahtförmige Leiter 43 besser mit der Sekundärspule 5 als mit
25 der Sekundärspule 6.

- Dies hat zur Folge, daß bei einer schnellen Transiente des
30 Primärstroms I_p , d. h. bei großen dI_p/dt am Mittelpunkt zwischen den beiden Sekundärspulen 5 und 6 eine außerordentlich hohe Spannung auftritt. Dies kommt daher, daß beim Stromanstieg durch die unterschiedliche magnetische Kopplung M_1 und M_2 in den Sekundärspulen 5 und 6 unterschiedliche Sekundärströme angeregt werden. Da die Sekundärspule 5 und die Sekundärspule 6 in Reihe geschaltet sind, sind unterschiedliche
35 Sekundärströme nur dann möglich, wenn an der Verbindung zwi-

schen beiden Sekundärspulen 5 und 6 eine Überspannung erzeugt wird. Diese Überspannung kann leicht mehrere Kilovolt erreichen und führt zumindest zum Durchschlag der Wicklungsisolation der Sekundärspulen 5 und 6. Es ist deshalb wichtig, diese Überspannungen zu begrenzen.

Die Begrenzung der Überspannung ist bei dem in Figur 8 dargestellten Ausführungsbeispiel durch ein paar in Reihe geschaltete, in Gegenrichtung gepolte Zenerdioden 44 bewerkstelligt, die zusammen mit einem Ohmschen Widerstand 45 parallel zum Abschlußwiderstand 19 und zur Sekundärspule 6 geschaltet sind. Typischerweise liegt die Durchbruchspannung der Zenerdiode 44 bei 390 V. Damit die Begrenzungsschaltung bei niedrigem dI_p/dt nicht wirksam wird, ist es von Vorteil, wenn die Durchbruchsspannungen der Zenerdioden 44 möglichst hoch gewählt werden. Durch diese Begrenzungsschaltung fließen bei Überspannungen über den Abschlußwiderstand 19 zusätzliche Ströme. Das Meßergebnis am Abschlußwiderstand 19 wird dadurch geringfügig beeinflusst. Allerdings geschieht dies nur bei hohen dI_p/dt von beispielsweise über 100 A/ μ s. Solch schnelle Transienten treten im allgemeinen jedoch nur bei Kurzschlußströmen auf. In diesen Fällen ist jedoch keine hohe Genauigkeit bei der Messung des Primärstroms I_p erforderlich.

Durch den Ohmschen Widerstand 44 wird die Überspannung weniger hart begrenzt. Bei einem Wert für den Ohmschen Widerstand von 1 k Ω wird die Zeitdauer der Überspannung auf 10 μ s begrenzt.

Zweckmäßigerweise wird die Begrenzungsschaltung über diejenige der beiden Sekundärspulen 5 und 6 gelegt, die am stärksten an die Primärwicklung 2 gekoppelt ist. Es ist jedoch auch möglich, zusätzlich zu der in Figur 8 dargestellten Begrenzungsschaltung eine weitere entsprechende Begrenzungsschaltung über die Sekundärspule 6 vorzusehen. In gleicher Weise ist es möglich, den Widerstand 45 nicht mit dem Tiefpaßfilter 17, sondern mit Masse zu verbinden. Bei dieser Lösung fließen

die Begrenzungsströme jedoch nicht über den Abschlußwiderstand 19 und werden deshalb nicht erfaßt.

Abschließend sei angemerkt, daß die hier vorgestellten Prinzipien und Maßnahmen auch für Stromsensoren mit nur einer Treiberendstufe gelten. Beispielsweise ist es möglich, bei den in den Figuren 1, 5 und 8 dargestellten Ausführungsbeispielen die Gegentaktendstufe 11 sowie das Tiefpaßfilter 14 entfallen zu lassen und ein Ende des Abschlußwiderstands 19 mit Masse zu verbinden.

Patentansprüche

1. Stromsensor nach dem Kompensationsprinzip mit einer vom zu messenden Strom durchflossenen Primärwicklung (2), die ein
5 Magnetfeld erzeugt, das durch einen in einer Sekundärwicklung (4) fließenden Kompensationsstrom kompensierbar ist, und mit vom Magnetfeld beeinflussten Sensormitteln (7), denen eine Treiberschaltung (8 bis 12) nachgeschaltet ist, die die in Reihe mit einem Abschlußwiderstand (19) geschaltete Sekundärwicklung (4) mit einem pulsbreitenmodulierten Kompensationssignal beaufschlagt,
10 dadurch gekennzeichnet, daß das pulsweitmodulierte Kompensationssignal Taktfrequenzen oberhalb einer Wandlergrenzfrequenz (25) aufweist, wobei der Frequenzgang der Treiberschaltung (8 bis 12) bei vorhandenen zu messenden Strom einen messbaren Spannungsabfall über den Abschlußwiderstand (19) gewährleistet.
15
2. Stromsensor nach Anspruch 1,
20 dadurch gekennzeichnet, daß das pulsbreitenmodulierte Kompensationssignal durch eine der Treiberschaltung (8 bis 12) nachgeschaltete Tiefpaßfilteranordnung (17,18) mit einer Filtergrenzfrequenz oberhalb der Wandlergrenzfrequenz (25) und unterhalb der Taktfrequenzen (29) geglättet ist.
25
3. Stromsensor nach Anspruch 2,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Tiefpaßfilteranordnung (17, 18) von Induktivitäten
30 (20, 21) und Kapazitäten (22,23) gebildet ist.
4. Stromsensor nach Anspruch 2 oder 3,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Resonanzüberhöhung der Tiefpaßfilteranordnung
35 (17,18) durch ein RC-Glied (40) gedämpft ist.

5. Stromsensor nach Anspruch 4,
dadurch gekennzeichnet,
daß das RC-Glied (40) parallel zur Sekundärwicklung (4)
und zum Abschlußwiderstand (19) geschaltet ist.

5

6. Stromsensor nach einem der Ansprüche 1 bis 5,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Sekundärwicklung (4) in eine Vielzahl von Sekun-
därspulen (5, 6) unterteilt ist, wobei zwischen den Sekun-
därspulen (5, 6) auftretende Überspannungen durch Begren-
zungsmittel (44, 45) begrenzt sind.

10

7. Stromsensor nach Anspruch 6,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Begrenzungsmittel in Reihe geschaltete, gegensätz-
lich gepolte Zenerdioden (44) sind, die parallel zu den
Sekundärspulen (5, 6) geschaltet sind.

15

8. Stromsensor nach einem der Ansprüche 1 bis 7 ,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Treiberschaltung wenigstens eine Gegentaktendstufe
(11, 12) aufweist.

20

9. Stromsensor nach Anspruch 8 ,
dadurch gekennzeichnet,
daß der Abschlußwiderstand (19) und die Sekundärwicklung
(4) in Brückenschaltung zwischen zwei Gegentaktendstufen
(11, 12) geschaltet sind.

25

30

Zusammenfassung

Stromsensor nach dem Kompensationsprinzip

- 5 Ein Stromsensor 1 weist zur Stabilisierung Tiefpaßfilter 17 und 18 auf sowie ein weiteres RC-Glied 39. Ferner ist zur Unterdrückung von schnellen Stromtransienten ein von Zenerdioden 43 und einem Ohmschen Widerstand 44 gebildetes Begrenzungsmittel vorgesehen.

10

Figur 8

1/4

FIG 1

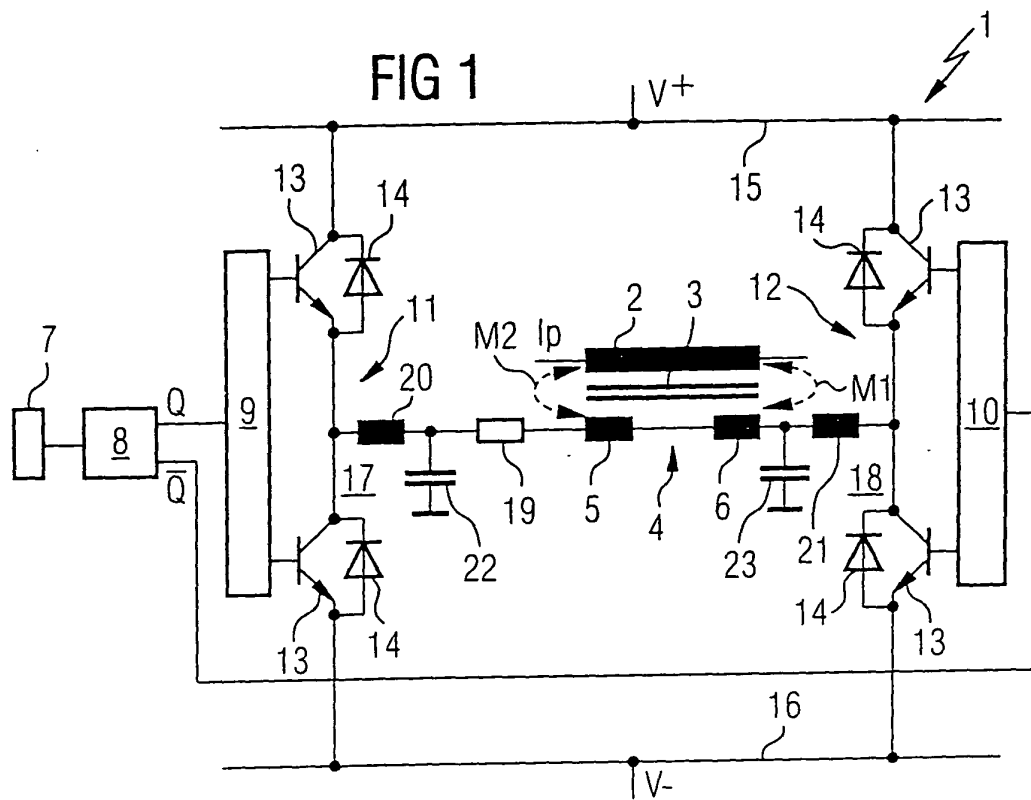
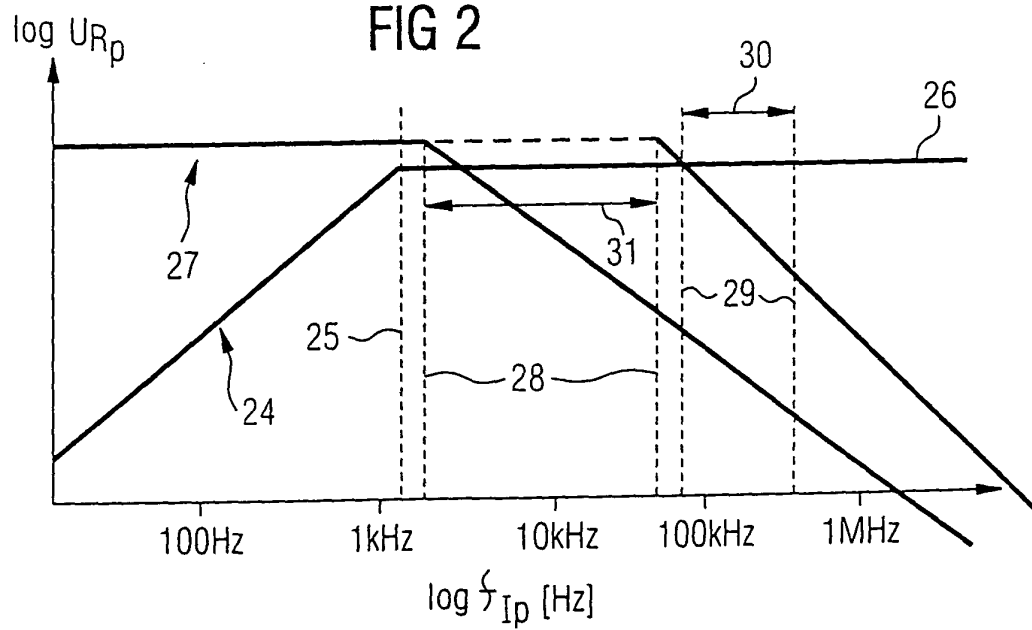


FIG 2



2/4

FIG 3

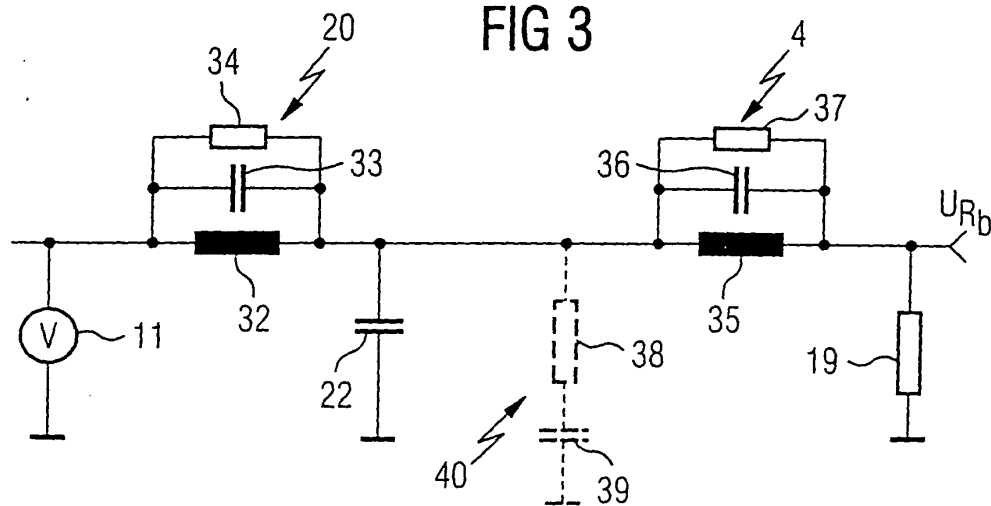
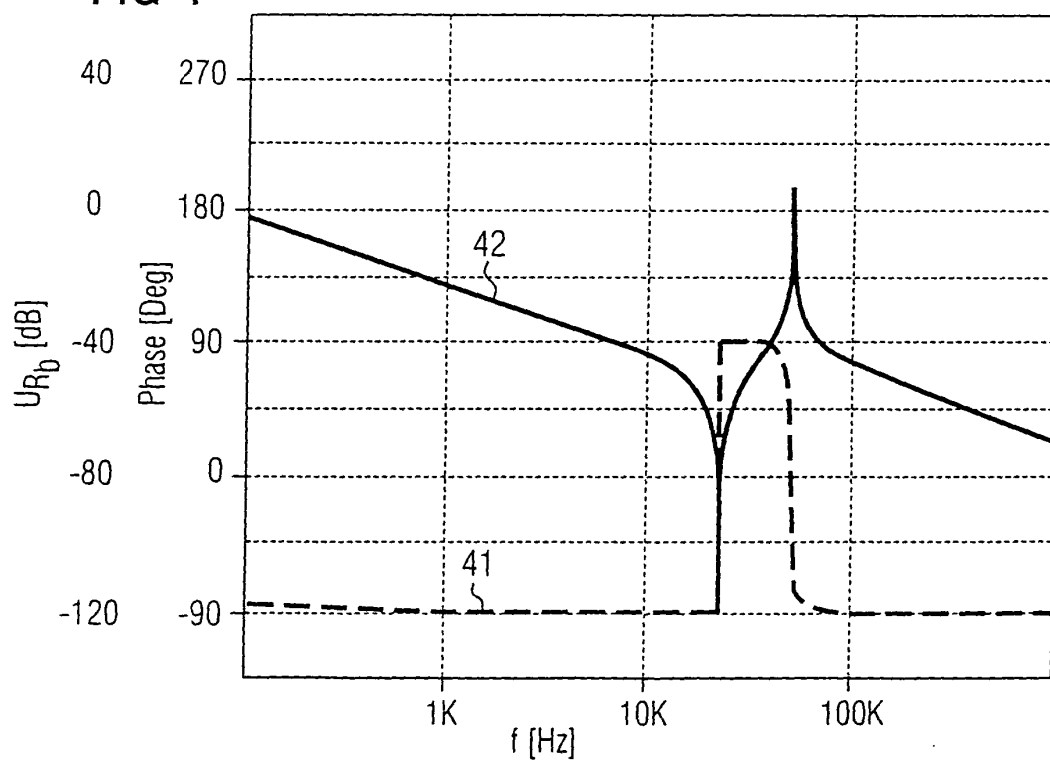


FIG 4



3/4

FIG 5

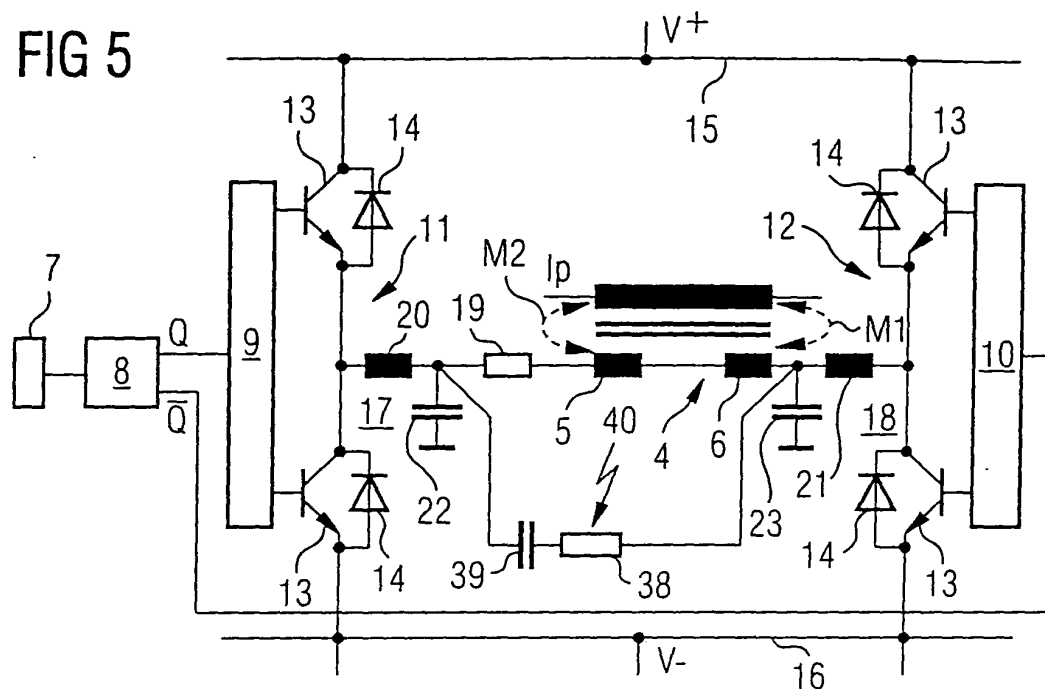
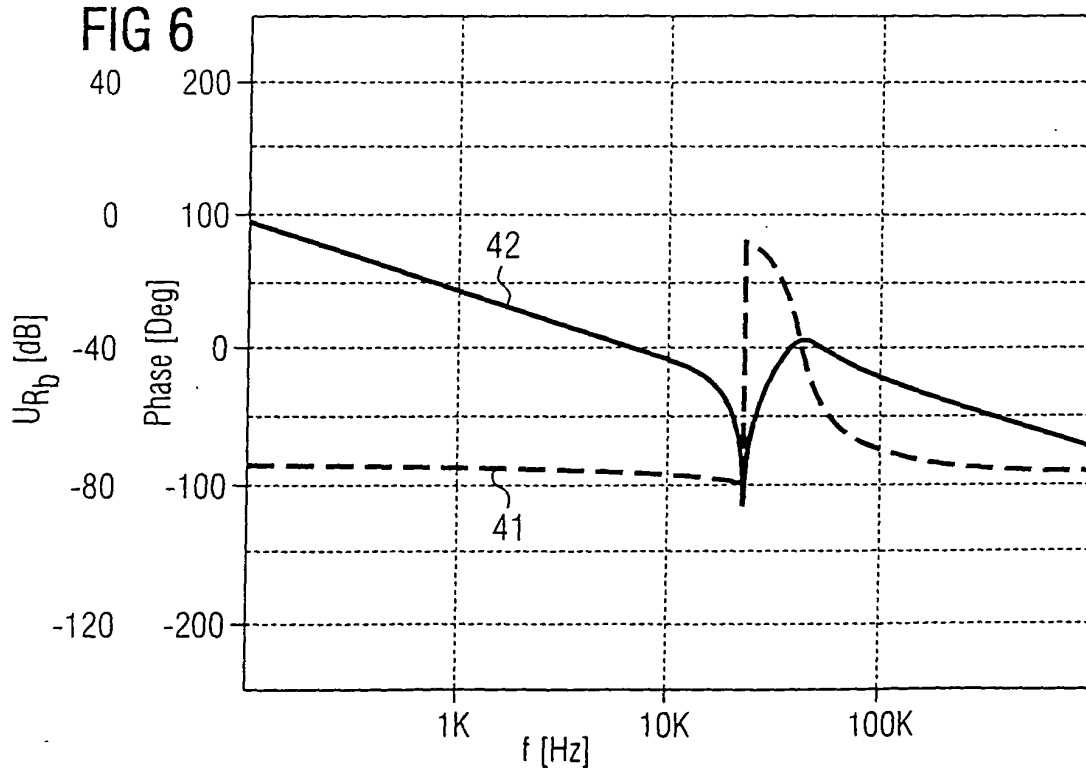


FIG 6



4/4

FIG 7

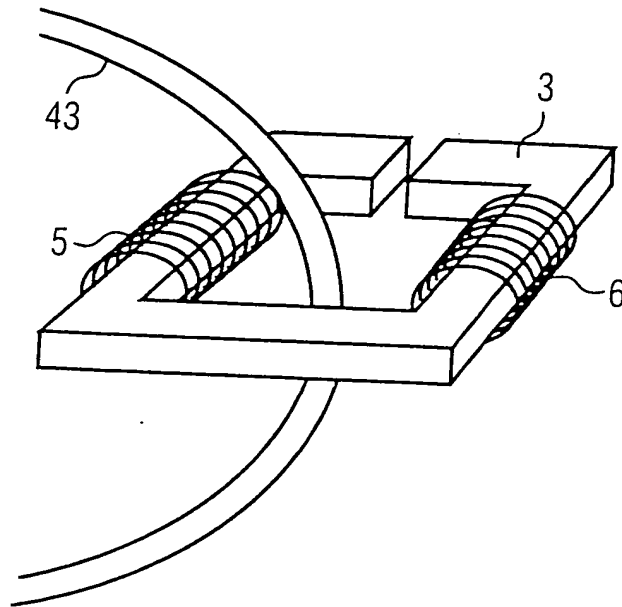


FIG 8

